

자속 추정기를 이용한 유도전동기의 속도 제어

송흥빈*, 서영수
명지대학교

Speed Control of Induction Motor Using Flux Observer

Ho-Bin Song*, Yong-Soo Seo
Myong-ji Univ.

Abstract - In this paper, the speed control system of induction motor was proposed using vector control algorithm and space voltage vector PWM method to improve the dynamic performance of induction motor. The control system is composed of the PDFF controller for speed control and the current controller using space voltage vector PWM technique. The high-speed calculation and processing for vector control is carried out by TMS320C31 digital signal processor and IPM. The proposed scheme is verified through digital simulations and experiments for 3.7(kw) induction motor and shows good dynamic performance.

1. 서 론

유도전동기의 제어에 있어서 저속영역에서 데드타임에 의해 발생하는 전압강하는 자속의 감소와 토크의 맥동을 야기 시킨다. 데드타임의 영향을 줄이려면 스위칭 주파수를 낮추어야 하며 낮은 스위칭 주파수 속도는 소음을 발생하게 된다. 따라서 인버터에 의해 구동되는 전동기의 소음의 저감방법이 요구된다. 이 소음을 일으키는 요인은 고조파성분의 전류가 주원인이며 이 고조파 전류성분을 감소시키면 소음에 대한 문제를 저감시킬 수 있는데, 본 논문에서는 PWM변조에 있어 캐리어 주파수를 동기모드에서 비동기 모드로 연속변화 시키는 방법을 적용하였다.

또한, 고속과 저속에서 보다 더 정밀한 속도 추정을 얻기 위하여 전압모델과 전류모델을 함께 사용하는 자속 추정기를 포함하여 모델링을 구현하였다.^{(1),(2)} 속도 제어부에는 일반적으로 PI(D) 제어가 광범위하게 사용되고, PDF 제어기와 같은 다른 형태가 일부 응용에 사용되고 있다. 본 논문에서, 전통적인 PDF(Pseudo-Derivative Feedback) 제어기에 퍼드포워드 항을 부가한 PDFF 제어를 적용하여 보다 원활하고 정확한 속도추정을 하고자 하였다.⁽³⁾

본 논문에서 제안한 제어방법에 대해 타당성을 입증하기 위해 3상 5마력 유도전동기와 5마력 직류전동기를 부하로 사용한 시스템에 적용하여 SIMULINK를 이용한 시뮬레이션을 수행하고, TMS320C31을 이용한 인버터 장치를 이용하여 실험을 하였다. 이로부터 우수한 속도특성을 나타내었으며 모델링 된 시스템의 안정성을 확인하였다.

2. 본 론

2.1 회전자 자속 기준 간접 벡터제어

고성능의 토오크와 자속 제어를 위해서 전동기에 공급되는 고정자 전류를 기준자속에 각각 직교되는 성분과

일치하는 성분으로 나누어 제어하여야 한다. 회전자 자속기준 간접 벡터제어는 회전자 자속의 순시속도가 되도록 동기 각속도 ω_e 를 선정하여 회전자 자속이 d-축에만 존재하도록 제어하는 것이다. 즉,

$$\lambda_{or}^e = 0 \tag{1}$$

dq 변수로 표현된 토오크와 자속의 관계식은 식 (1)과 기본적인 dq 방정식을 이용하면 구할 수 있다.

유도전동기의 토오크식인 식 (2)와 식 (1)로부터 다음과 같은 토오크식을 구할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{ds}^e \tag{2}$$

또한, 유도전동기의 슬립 관계식은 식(3)과 같이 나타낼 수 있고, 회전자 자속은 식(4)와 같은 관계를 갖는다.

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{sl} = - \frac{R_r i_{dr}^e}{\lambda_{dr}^e} \tag{3}$$

$$R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e = 0 \tag{4}$$

위 식은 회전자 자속의 변화가 없는 정상상태(즉, $p \lambda_{dr}^e = 0$)에서 $i_{dr}^e = 0$ 이 되고, 회전자 자속이 $\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$ 의 관계를 갖음을 의미한다.

그러므로, i_{ds}^e 이 일정할 때의 슬립 관계식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{sl} = - \frac{R_r i_{dr}^e}{\lambda_{dr}^e} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{ds}^e}{i_{ds}^e} \tag{5}$$

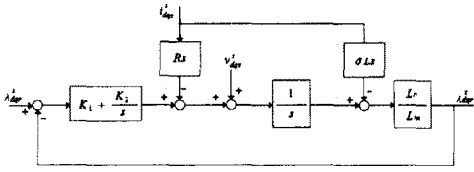
식 (2)에서 알 수 있듯이 토오크는 자속이 일정할 경우, i_{ds}^e 에 비례하므로 i_{ds}^e 를 토오크분 전류라 하고, 회전자 자속은 i_{ds}^e 로 제어할 수 있으므로 자속분 전류라 한다.⁽⁴⁾

2.2 자속추정^{(1),(2)}

전동기의 자속을 추정하기 위한 방법중 역기전력이 작은 저속 영역에서는 회전자 속도와 고정자 전류로부터 자속을 연산하는 방법이 유용하고, 고속 영역에서는 전압 모델을 사용하는 것이 유용하다. 그러므로, 본 논문에서는 전 속도 영역에서 원활한 속도 추정을 위하여 전압모델과 전류모델을 함께 사용한 자속 추정기를 사용하였다.

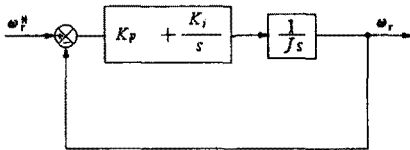
전압모델과 전류모델을 함께 사용한 시스템에 대하여 제어기에 적용하기 위한 전달함수를 간단히 나타내면 다음 식 (6)과 같이 나타낼 수 있고, 이를 블록도로 나타내면 (그림 1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dar}^s = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dar}^s + \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (6)$$



<그림 1> 전압모델과 전류모델을 함께 사용한 자속 추정기

2.3 PDFF 제어를 이용한 속도 제어기의 설계⁽³⁾
일반적으로 제어기에서 간단하면서도 비교적 정확한 출력을 위해서 PI(D) 제어기가 광범위하게 사용되고 있으며, PDF 제어기와 같은 다른 형태가 일부 응용에 사용되고 있다. 본 논문에서는 보다 더 정확한 속도응답을 위하여 전통적인 PDF(Pseudo-Derivative Feedback) 제어기에 피드포워드 항을 추가한 PDFF 제어를 적용하여 보다 원활하고 정확한 속도추정을 하였다.



<그림 2> 속도 제어기(PI 제어기)

속도 제어기를 단순화하여 나타내면 <그림 2>와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, 속도 제어기는 식 (7)과 같이 변형할 수 있다.

$$G_o(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{\omega_n}{s}\right) \quad (7)$$

$$\omega_n = K_i / K_p$$

위 식에서 구한 속도제어기의 PI 절점 주파수가 속도 제어기의 cut-off 주파수보다 작을 경우에 cut-off 주파수 부근에서 식 (8)과 같이 근사화 할 수 있으며, PI 절점 주파수와 cut-off 주파수는 식 (9)의 관계를 만족한다.

$$G_o(s) \approx K_p \quad (8)$$

$$\omega_n \leq \frac{\omega_c}{5} \quad (9)$$

<그림 2>의 페루프 전달함수를 구하면 식 (10)과 같이 나타낼 수 있고, 위의 관계를 적용하여 주파수 영역으로 표현하면 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_c(s) = \frac{K_p + K_i/s}{Js + (K_p + K_i/s)} \quad (10)$$

$$G_c(j\omega) = \frac{K_p}{\sqrt{(J\omega)^2 + K_p^2}} \angle -\tan^{-1}\left(\frac{J\omega}{K_p}\right) \quad (11)$$

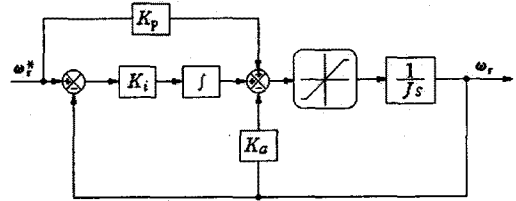
식 (11)이 원하는 cut-off 주파수에서 -3(dB)을 통과 하도록 Gain을 선정하면 다음과 같다.

$$|G_c(j\omega)| = \frac{K_p}{\sqrt{(J\omega)^2 + K_p^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

앞서 구한 식을 이용하면 P Gain과 I Gain은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K_p = J\omega_c \quad (13)$$

$$K_i = K_p \omega_n = \frac{J\omega_c^2}{5}$$

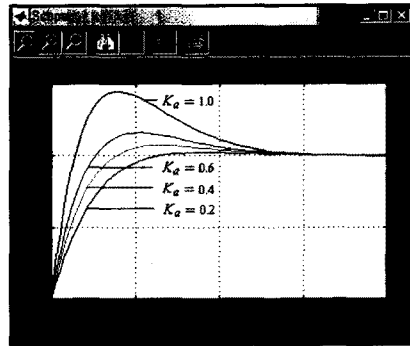


<그림 3> 속도 제어기 블록도(PDFF 제어기)

PDFF 제어기의 블록도는 <그림 3>과 같이 나타낼 수 있다. 여기에서 전달함수를 구하면 식 (14)와 같이 쓸 수 있다.

$$G_c(s) = \frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{1/J(K_i + K_i/s)}{s^2 + 1/J \times K_p s + 1/J \times K_i} \quad (14)$$

이 전달함수를 이용하여 step 입력에 대한 응답을 시뮬레이션 하면 <그림 4>와 같은 결과를 얻을 수 있었다. 여기서 \$K_a\$를 변화시키며 수행하였으며, 일반적으로 \$K_a\$는 P Gain의 역수로 설정하면 무난하다.



<그림 4> Step 응답

이러한 PI 제어기를 속도 제어기에 구현하는 경우 디지털 표현은 다음 식 (15)~(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{er}^*(n) = T_{er}^*(n-1) + K_i T_{samp} \{ \omega_r^*(n) - \omega_r(n) \} - K_a \{ T_{er}^*(n-1) - T_{er}^*(n-2) \} \quad (15)$$

$$T_{er}^{ob}(n) = T_{er}^*(n) + K_p \{ \omega_r^*(n) - \omega_r(n) \} \quad (16)$$

$$T_e(n) = T_{er}^{ob}(n) + T_{er}^*(n) \quad (17)$$

3. 결 과

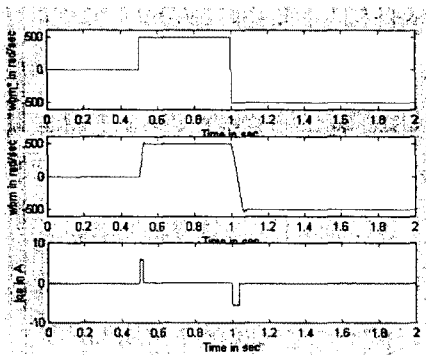
본 논문에서 제안된 제어기의 성능을 알아보기 위하여

MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 하고, 실제 시스템을 구성하여 실험을 수행하였다.

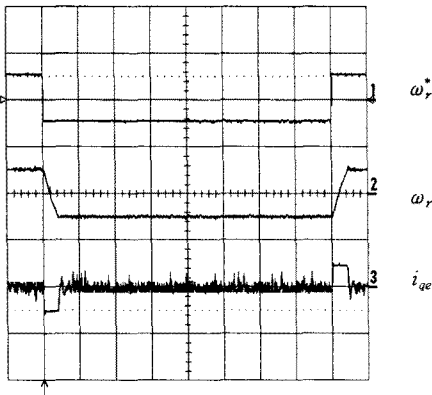
〈표 1〉 유도전동기 파라미터

파라미터	단위	값
마력수	[Hp]	5
극수	pole	4
정격 속도	[rpm]	1760
1차측 저항(R_s)	[Ω]	0.5532
2차측 저항(R_r)	[Ω]	0.252
1차측 인덕턴스(L_s)	[H]	0.065
2차측 인덕턴스(L_r)	[H]	0.065
상호 인덕턴스(L_m)	[H]	0.0634
관성 모우먼트(J_m)	[$kg \cdot m^2$]	0.0181

시뮬레이션과 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터는 〈표 1〉과 같고 실제 시스템을 구성하는데 있어 IPM을 이용하고, H/W적인 보호회로를 부가하여 회로의 안정성을 꾀하였다. 제어 알고리즘을 적용하기 위한 프로세서로는 TMS320C31을 사용하여 고속의 제어를 구성하였다.

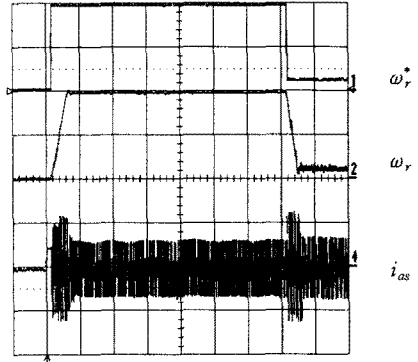


〈그림 5〉 기준속도 변화시 응답(시뮬레이션)
(0[rpm] → 500[rpm] → -500[rpm])



speed:500[rpm]/div, i_{as} :10[A]/div,time:2[sec]/div
〈그림 6〉 기준속도 변화시 응답(실험)
(500[rpm]→-500[rpm]→500[rpm])

〈그림 5〉와 〈그림 6〉은 기준 속도를 500[rpm]→-500[rpm]으로 정·역 운전을 할 경우의 기준속도, 실제 속도, i_{as} 의 시뮬레이션과 실험 파형을 나타낸 것으로 정·역의 속도 변화 명령에 대해 양호하게 추정하는 것을 알 수 있다.



speed:500[rpm]/div, i_{as} :10[A]/div,time:2[sec]/div
〈그림 7〉 기준속도 변화시 응답파형(실험)
(0[rpm] → 1000[rpm] → 100[rpm])

〈그림 7〉은 기준속도를 0[rpm] → 1000[rpm] → 100[rpm]로 가변 하였을 경우의 결과 파형으로서 저속 영역에서도 원활한 속도 추정이 이루어짐을 알 수 있었다.

4. 결 론

본 논문은 전압모델과 전류모델을 함께 사용하는 자속 추정기를 이용함으로써 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. PWM 방식에서 캐리어 주파수를 연속적으로 변화 시킴으로써 고조파에 의한 전동기의 소음을 줄일 수 있었다.
2. 전류모델 자속 추정기와 전압모델 자속 추정기를 함께 사용함으로써 고속과 저속에서 원활한 자속 추정을 얻을 수 있었다.
3. 속도 제어부에 PDFF 제어를 적용하고, Gain값을 설정함으로써 자속 추정기와 연관하여 원활한 속도 추정을 얻을 수 있었다.

향후 극저속 영역에서의 정확한 속도 추정을 위해 정확한 자속 추정과 파라미터 변동에 대한 연구가 계속 되어야 할 것이다.

(참 고 문 헌)

- [1] 서영수 외 3인, "순시속도 관측기를 이용한 유도전동기의 극저속 운전", 전력전자 학회 논문지 제47권 2호, 1998년
- [2] Marian P. Kazmierkowski, "Simplified Stator Flux Oriented Control", ISIE' 99, pp.474-479, 1999
- [3] Dal Y. Ohm, "PID and PDFF Compensators for Motion Control", IEEE ISA, pp.1923-1929, 1994
- [4] Chee-Mun ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery", 1998